

TRANSLATION OF RELEVANT PART OF JP-A-53-54447

Column (5), line 6 to column (7), line 12

The invention was made in view of the above shortcomings, and is described below by means of an embodiment. FIG. 5 shows a circuit diagram of the embodiment, in which a and b indicate input terminals while c and d indicate output terminals. The input terminal b and the output terminal d correspond to each other and are connected to each other. A series circuit comprising the primary winding (6a) of the first transformer (6) and the primary winding (7a) of the second transformer (7) in series is connected between the input terminal a and the output terminal c. One end of the secondary winding (6b) of the transformer (6) is connected to the input terminal b and the output terminal d, and the other end is connected to L.P.F (2). Numeral (8) indicates an amplifier that amplifies output signals from the L.P.F (2). The output terminal of the amplifier is connected to the secondary winding (7b) of the transformer (7). Numeral (3) indicates a parallel resonant circuit. The parallel resonant circuit (3) comprises the tertiary winding (7c) of the transformer (7) as an inductance element and a capacitor C_2 connected in parallel with the winding (7c). The circuit (3) corresponds to the impedance element Z_2 in the principle circuit of FIG. 1. Numeral (4) indicates a series resonant circuit. The serial resonance circuit (4) is made up of a series circuit connected between the output terminals c and d, in which an inductance element L_1 and a capacitor C_1 are connected in series. The circuit (4) corresponds to the impedance element Z_1 in the principle circuit of FIG. 1.

The input terminals a and b are connected to the indoor electric power line, and the output terminals c and d are connected to the outdoor electric power line. In this case, in the transformer (6), when a commercial-frequency current on which a high frequency signal is superposed passes through the primary winding (6a), a commercial-frequency current on which a high frequency signal is superposed likewise is outputted and detected at the secondary winding (6b). The high frequency signal is removed by L.P.F.(2) from the detected output, so that only the commercial-frequency current is amplified by the amplifier (8). At this time, in the transformer (7), the commercial-frequency current having the high frequency signal superposed thereon that has passed through the primary winding (6a) of the transformer (6) passes through the primary winding (7a). If the direction of the magnetic flux generated by the primary winding (7a) and the direction of the magnetic flux generated by the secondary winding (7b) corresponding to the phase of the output of the amplifier (8) are predetermined to be opposite to each other, the magnetic fluxes cancel each other out at the magnetic core (1) of the transformer (7). As a result, saturation of the magnetic flux at the core attributable to the commercial-frequency current cannot occur. The reason is that, since the diameter and the number of turns of the primary winding (7a) are practically determined by the magnitude of the current passing therethrough, the magnetic flux generated by the primary winding (7a) can be canceled by increasing the number of turns of the winding to thereby lower the magnitude of the current. Thus, it is possible to eliminate the possibility of magnetic

flux saturation in the transformer (7) and to reduce the impedance of only the high frequency signal by means of the series resonance between the capacitor C_2 and the inductance of the tertiary winding (7c). As a result, according to the equation ① on the attenuation amount, the high frequency signal is blocked whereas only the commercial-frequency current is allowed to remain. Interference is thereby prevented.

$$A_{TT} = 20 \log \frac{V_2}{V_1} = 20 \log \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) [\text{dB}] \quad \text{--- ①}$$

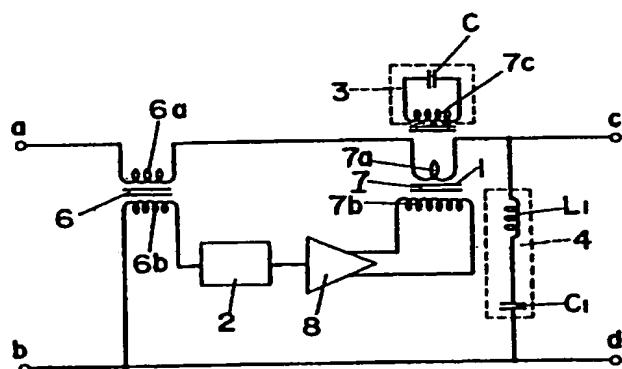


FIG. 5

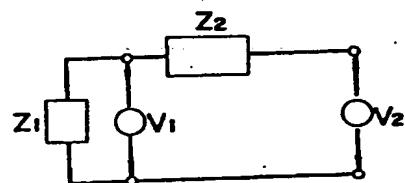


FIG. 1

⑨日本国特許庁

⑩特許出願公開

公開特許公報

昭53-54447

⑪Int. Cl.¹
H 03 H 7/02

識別記号

⑫日本分類
98(3) A 321

⑬内整理番号
6238-53

⑭公開 昭和53年(1978)5月17日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全3頁)

⑮電力線搬送波阻止用フィルタ

門真市大字門真1048番地 松下

電工株式会社内

⑯特 願 昭51-129644

⑰出願人 松下電工株式会社

⑯出願 昭51(1976)10月27日

門真市大字門真1048番地

⑯發明者 北川文夫

⑰代理人 弁理士 石田長七

明細書

1.発明の名称

電力線搬送波阻止用フィルタ

2.特許請求の範囲

フェライトコア、圧粉鉄心等の磁性材料からなる磁心上において、高周波信号が電流された商用電流の磁束と、低周波過型フィルタによって高周波信号が除去された商用電流の磁束とを互いに相殺し、高周波信号に対してインピーダンスを大きくする並列共聴回路を相対応する入力端と、出力端との間に直列的に接続するとともに、一対の出力端の間に高周波信号に対してインピーダンスを小さくする直列共聴回路を接続したことを特徴とする電力線搬送波阻止用フィルタ。

3.発明の詳細な説明

本発明は、フェライトコア、圧粉鉄心等の磁性材料からなる磁心①において、高周波信号が電流された商用電流の磁束と、低周波過型フィルタ②によって高周波信号が除去された商用電流の磁束とを互いに相殺し、高周波信号に対してインピーダンスを大きくする並列共聴回路③を相対応する入力端aと、出力端cとの間に直列的に接続するとともに、一対の出力端c,dの間に高周波信号に対してインピーダンスを小さくする直列共聴回路④を接続したことを特徴とする電力線搬送波阻止用フィルタに係り、その目的とするところは電力線を伝送路として使用する電力線搬送通信において、屋内と屋外との相互混信(妨害)を排除することができる搬送波阻止用フィルタを提供するにある。

一般に商用電波搬送に高周波信号を重複する電力線搬送通信においては、信号の伝送に必要な伝送路は予め電力線路として、送・受信間に準備されており、その伝送路たる電力線路を通して、信号を交換した信号を伝送している。従つて信号の伝送には新たに伝送路を設置する必要がない利点を有している。しかし電力線搬送通信を具体化するときの中心的課題は電力線路として信頼性が確保されている必要がある。その課題の一つとして屋内と屋外との相互混信(妨害)排除を目的とす

る機器放電止用フィルタの説明があり、このどどは回路法の説明によつても定められているものである。本発明は相互混信(妨害)の排除を可能とする放電止用フィルタに関するものである。

第1図はフィルタの原理を示す原理図であつて、インピーダンス要素 Z_1 とインピーダンス要素 Z_2 とのインピーダンスの比、又は図示した電圧 V_2 と電圧 V_1 との比によつて減衰量が決まる。このときの減衰量の式は

$$ATT = 20 \log \frac{V_2}{V_1} = 20 \log \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \text{ (dB)} \quad (1)$$

であらわされる。従つてインピーダンスでは Z_1 が小さく、 Z_2 が大きい程、減衰量は多くなる。まだ各インピーダンス要素 Z_1 、 Z_2 の素子内容は、インピーダンス要素 Z_1 にあつては、第2回(6)に示すようにコンデンサ C 又は第2回(6)に示すようにコンデンサ C とインダクタンス素子 L との直列共振素子からなり、一方インピーダンス要素 Z_2 は第2回(6)に示すようにインダクタンス素子 L 、又は第2回(6)に示すようにインダクタンス要素 L とコンデン

回

1で有効であることがわかつた。しかし、このインダクタンス素子 L を元に実用可能な形状寸法における商品設計を考慮した場合、高周波電流による磁心(フェライトコア等の磁性材料)の磁気飽和が放電効果を著しく悪くするという欠点があつた。

本発明は上述の欠点に鑑みてあつたもので、以下実施例により説明する。第5図は実施例の回路構成図を示し、回中 a 、 b は入力端であり、 c 、 d は出力端である。相対応する入力端 a と、出力端 d との間に共通接続し、また入力端 b と、出力端 c との間に、第1のトランス(6)の1次巻線(6a)と、第2のトランス(6)の1次巻線(7a)との直列回路を接続する。トランス(6)の2次巻線(6b)は一端を入力端 b 並びに出力端 c に接続し、他端をL.P.P(1)に接続する。これは増幅器で、この増幅器はL.P.P(1)の出力信号を増幅するもので、その出力端はトランス(6)の2次巻線(7b)に接続する。これは並列共振回路で、この並列共振回路(1)は、トランス(6)の3次巻線(7c)をインダクタンス素子とし、その3次巻線(7c)にコンデンサ C_0 を並列接続

特許昭53-54447(2)
Cの並列共振素子からなる。これらのインピーダンス要素 Z_1 、 Z_2 を適宜に組合せ、例えば第3図に示すように、コンデンサ C からなるインピーダンス要素 Z_1 と、インダクタンス素子 L からなるインピーダンス要素 Z_2 とで低域通過型フィルタ(Low Pass Filter 以下 L.P.P と略す)を構成したり、或いは第4図に示すようにインダクタンス素子 L_1 、コンデンサ C_1 の直列共振素子からなるインピーダンス要素 Z_1 と、インダクタンス素子 L_2 、コンデンサ C_2 の並列共振回路からなるインピーダンス要素 Z_2 とで、帶域阻止型フィルタ(Band Eliminate Filter 以下 B.E.F と略す)を構成する。そこで商用電波周波に重畳された高周波信号を規定のレベルまでに減衰させるために、第3図に示すL.P.Pの端子 a との c との間に接続されるインピーダンス要素 Z_1 のインダクタンス素子 L と、第4図に示すB.E.Fの端子 a' と c' との間に接続されるインピーダンス要素 Z_2 のインダクタンス素子 L_1 とを比較すればB.E.Fのインダクタンス素子 L_1 がL.P.Pのインダクタンス素子 L に比して約10分の

(4)

して構成するもので、第1図の原理回路におけるインピーダンス要素 Z_2 に対応する。(4)は直列共振回路で、この直列共振回路(4)はインダクタンス素子 L_1 と、コンデンサ C_1 との直列回路を出力端 c 、 d 間に接続して構成するもので、第1図の原理回路におけるインピーダンス要素 Z_2 に対応する。

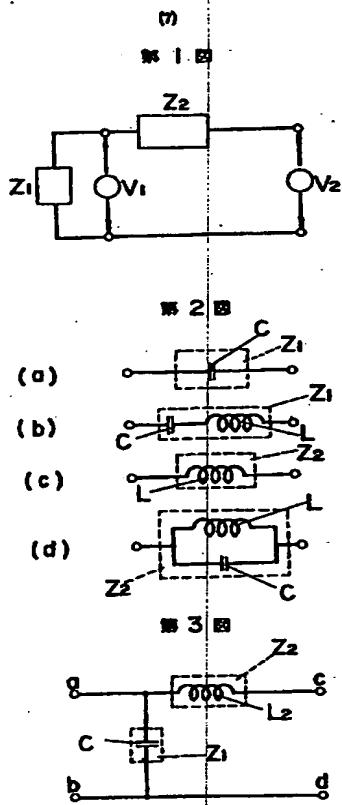
しかして入力端 a 、 b を屋内側電力線に接続し、出力端 c 、 d を屋外側電力線に接続する。今、トランス(6)において高周波信号を重畳した商用周波が1次巻線(6a)を通過すると2次巻線(6b)には1次側と同様に高周波信号を重畳した商用周波が输出被出される。次にこの被出出力はL.P.P(1)によつて高周波信号が除去され、商用周波のみが、増幅器(3)において増幅増幅される。このときトランス(6)ではトランス(6)の1次巻線(6a)を通過した高周波信号を重畳した商用周波は1次巻線(7a)を通過する。この1次巻線(7a)が生じる磁束の方向と、増幅器(3)の出力の位相は2次巻線(7b)の磁束の方向が互に逆となるように設定しておくと、トランス(6)の磁心(1)上によつて相互の磁束が相殺され、

(5)

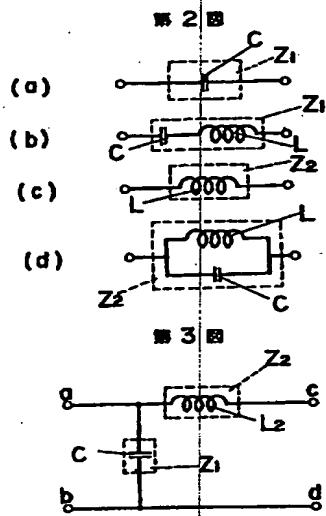
(5)

商用電流による磁心の磁束飽和が生じなくなる。何故ならば1次巻線(7a)は通過電流の大きさにより、巻線の線径及び巻線が実際上規定されてくるため、1次巻線(7a)によって生じる磁束を相殺するには1次巻線(7a)の匝数を増し、微小電流に制御することが可能であるからである。従ってトランジストの磁束飽和の心配がなくなり、高周波信号のみが3次巻線(7c)のインダクタンスと、コンデンサC₂との直列共振によってインピーダンスが小さくなり、第1図に示される減衰量の式①に当てはまり、高周波信号は阻止され、商用周波のみとなつて、相互混信を防止することができる。

本発明は、フェライトコア、压粉鉄心等の磁性材料からなる磁心上において、高周波信号が電流された商用電流の磁束と、低域通過型フィルタによって高周波信号が除去された商用電流の磁束とを互いに相殺し、高周波信号に対してインピーダンスを大きくする並列共振回路を組成する入力端と、出力端との間に直列的に接続するとともに、一对の出力端の間に高周波信号に対してイン



第1図



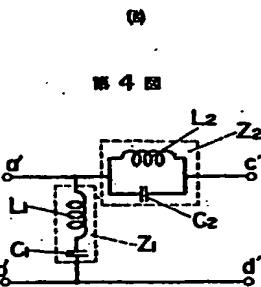
第3図

特開昭53-54447(3)
ビーダンスを小さくする並列共振回路を接続した
ので、磁束飽和による検査費低下が少なくて効率
のよい小型なフィルタを構成できるものであつて、
上述のように構成してあるから、ヒステリシス損
による発熱が非常に少なく、しかも巻線の鋼線か
らくる発熱も非常に少ないという効果を有する。

4図面の簡単な説明

第1図はフィルタの共振回路構成図、第2図(a)乃至(d)は夫々同上に用いるインピーダンス要素の
回路図、第3図及び第4図は従来例の回路図、第
5図は本発明の実施例の回路図であり、(1)は磁心、
(2)は低域通過型フィルタ、(3)は並列共振回路、(4)
は直列共振回路である。

代理人弁理士 石田是七



第4図

